

Document made available under the Patent Cooperation Treaty (PCT)

International application number: PCT/EP05/050511

International filing date: 07 February 2005 (07.02.2005)

Document type: Certified copy of priority document

Document details: Country/Office: DE
Number: 10 2004 013 599.1
Filing date: 19 March 2004 (19.03.2004)

Date of receipt at the International Bureau: 23 February 2005 (23.02.2005)

Remark: Priority document submitted or transmitted to the International Bureau in compliance with Rule 17.1(a) or (b)



World Intellectual Property Organization (WIPO) - Geneva, Switzerland
Organisation Mondiale de la Propriété Intellectuelle (OMPI) - Genève, Suisse

BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLAND

09.02.2005

**Prioritätsbescheinigung über die Einreichung
einer Patentanmeldung**

Aktenzeichen: 10 2004 013 599.1

Anmeldetag: 19. März 2004

Anmelder/Inhaber: Robert Bosch GmbH, 70442 Stuttgart/DE

Bezeichnung: Ansteuerschaltung zum Ansteuern einer leistungselektronischen Schaltung sowie Verfahren hierzu

IPC: H 03 K, G 05 F

Die angehefteten Stücke sind eine richtige und genaue Wiedergabe der ursprünglichen Unterlagen dieser Patentanmeldung.

München, den 3. Januar 2005
Deutsches Patent- und Markenamt
Der Präsident
Im Auftrag


Hintermeier

08.03.2004

ROBERT BOSCH GMBH, 70442 Stuttgart

5

Ansteuerschaltung zum Ansteuern einer leistungselektronischen
Schaltung sowie Verfahren hierzu

10 Die Erfindung betrifft eine Ansteuerschaltung zum Ansteuern
einer leistungselektronischen Schaltung. Die Erfindung be-
trifft weiterhin ein Verfahren zum Ansteuern einer leistungs-
elektronischen Schaltung.

15 In leistungselektronischen Stellgliedern werden nahezu aus-
schließlich spannungsgesteuerte Halbleiterschalter, wie z. B.
MOSFETs und IGBTs eingesetzt. Solche leistungselektronischen
Stellglieder werden beispielsweise als Gleichstromsteller,
Pulswechselrichter und dergleichen eingesetzt. Eine solche
20 Schaltung weist in der Regel einen Strompfad auf, der eine
Lastdrossel, eine Freilaufdiode und einen Halbleiterschalter,
insbesondere in Form eines Feldeffekttransistors aufweist.
Ferner besitzen die Leitungsverbindungen zwischen den Bauele-
menten Eigeninduktivitäten, die parasitär sind und das
Schaltverhalten in dem Strompfad beeinflussen.

30 Um den Feldeffekttransistor von einem leitenden in einen
sperrenden Zustand bzw. von einem sperrenden in einen leiten-
den Zustand zu überführen, muss dessen Gate-Source-Kapazität
ent- bzw. aufgeladen werden. Für einen möglichst schnellen
Übergang (übliche Umladezeiten betragen lediglich einige hun-
dert Nanosekunden) ist daher ein vergleichsweise großer Umla-
destrom (etwa zwischen 0,5 und 4 A) erforderlich. Diese Umla-
destrome werden in der Regel von einer Treiberschaltung zur
Verfügung gestellt. Insbesondere weist eine solche Treiber-
35 schaltung eine Spannungsquelle auf, die die Gate-Source-
Kapazität über einen Widerstand auf- bzw. entlädt, wobei über
den Widerstand die Höhe des Gate-Stroms verändert und somit

die Schaltgeschwindigkeit des Leistungshalbleiters beeinflusst werden kann.

Es kann ferner eine Diodenschaltung mit einer Diode und einem
5 Widerstand vorgesehen sein, die parallel zu dem Widerstand
geschaltet ist, um ein schnelleres Entladen der Gate-Source-
Kapazität bei einem Abschaltvorgang zu ermöglichen. Das Ein-
stellen der Lade- bzw. Entladegeschwindigkeit der Gate-
10 Source-Kapazität ist wesentlich, da bei einem abrupten Aus-
schalten des Feldeffekttransistors aufgrund der Induktivitä-
ten im Strompfad die Spannung über Drain und Source des Feld-
effekttransistors über die bereitgestellte Versorgungsspan-
nung hinaus ansteigt. Da der Feldeffekttransistor nur eine
15 bestimmte Spannungsfestigkeit besitzt, durch die eine maxima-
le Drain-Source-Spannung vorgegeben ist, muss die Änderungs-
geschwindigkeit des Lade- bzw. Entladestroms für die Gate-
Source-Kapazität vorgegeben sein. Durch eine geringere Ände-
rungsgeschwindigkeit der Gate-Kapazität können zwar uner-
20 wünschte Effekte, wie die Überspannung zwischen den Drain-
und Source-Anschlüssen aufgrund der parasitären Induktivitä-
ten, Störemissionen und Diodenrückströme reduziert werden,
jedoch nehmen dann die Schaltverluste, d. h. die in dem Feld-
effekttransistor in Wärme umgesetzte Leistung, erheblich zu.
Durch das feste Einstellen der Lade- bzw. Entladegeschwindig-
keit der Gate-Source-Kapazität kann lediglich ein Kompromiss
zwischen Schaltverlusten einerseits und Überspannungen sowie
Störemissionen andererseits erzielt werden.

Es ist daher Aufgabe der vorliegenden Erfindung eine Ansteu-
30 erschaltung sowie ein Ansteuerungsverfahren zur Verfügung zu
stellen, womit ein besseres Schaltverhalten einer leistungs-
elektronischen Schaltung ermöglicht wird.

Diese Aufgabe wird durch die Ansteuerschaltung nach Anspruch
35 1 sowie durch das Verfahren nach Anspruch 16 gelöst.

Weitere vorteilhafte Ausgestaltungen der Erfindung sind in den abhängigen Ansprüchen angegeben.

- 5 Gemäß einem ersten Aspekt der vorliegenden Erfindung ist eine Ansteuerschaltung zum Ansteuern einer leistungselektronischen Schaltung, die einen Strompfad durch einen Halbleiterschalter und durch eine Leitung aufweist, vorgesehen. Die Induktivität der Leitung und/oder eines Bauteils im Strompfad führt beim Schalten des Halbleiterschalters zu einer Überspannung zwischen einem ersten und einem zweiten stromführenden Anschluss des Halbleiterschalters. Die Ansteuerschaltung weist eine steuerbare Stromquelle, um einen ladungsgesteuerten Steueranschluss des Halbleiterschalters mit einem Steuerstrom zu laden bzw. zu entladen und eine Steuereinheit auf. Die Steuereinheit steuert die Stromquelle so an, dass bei einem Schaltvorgang die Anschlussspannung über den stromführenden Anschlüssen des Halbleiterschalters eine vorgegebene Soll-Anschlussspannung nicht übersteigt.
- 10
- 15
- 20 Die Idee der Erfindung besteht darin, die hohen Überspannungen zwischen den Anschlüssen eines Halbleiterschalters beim Ein- und Ausschaltvorgang zu reduzieren und zu regeln, die aufgrund von Induktivitäten in dem zu schaltenden Strompfad entstehen. Dies wird dadurch erreicht, dass an dem Steueranschluss des Halbleiterschalters ein geregeltes Steuerpotential angelegt wird, das abhängig von der Anschlussspannung an dem Halbleiterschalter eingestellt wird. Da der Halbleiterschalter in der Regel nur eine maximale Spannung zwischen dem stromführenden Anschlüssen übersteht, wird eine Soll-
- 30 Anschlussspannung festgelegt, wobei das Steuerpotential so geregelt wird, dass die Soll-Anschlussspannung nicht überschritten wird. Dies ermöglicht es, die Kommutierungsspannung direkt vorzugeben, wodurch einerseits die Spannungsfestigkeit der eingesetzten Halbleiterschalter optimal ausgenutzt werden kann und andererseits die bei der Ansteuerung gemäß dem Stand der Technik im Betrieb auftretenden Schwingungen erheblich verringert werden können. Beim Regelvorgang wird der Halblei-
- 35

terschalter durch die Regelung in seinem aktiven Betriebsbereich gehalten.

5 Mit der erfindungsgemäßen Ansteuerschaltung gelingt es, ohne zusätzliche Schutzbeschaltung die auftretenden Überspannungen zwischen den stromführenden Anschlüssen des Halbleiterschalters zu verringern und zu regeln und gleichzeitig die Erhöhung der Schaltverluste so gering wie möglich zu halten.

10 Durch die verringerte Überspannung können die elektromagnetischen Störemissionen durch den Schaltvorgang reduziert werden, weil die angeregte Oszillation eine kleinere Anfangsampie-
litude aufweist und somit schneller abklingt. Dadurch lassen sich Filter und Schirmungsmaßnahmen weniger aufwendig und damit kostengünstiger gestalten.

15 Bei Leistungs-Feldeffekttransistoren nimmt der Einschaltwiderstand $R_{DS, on}$ überproportional mit der maximalen Sperrspannung zu, verhält sich jedoch umgekehrt proportional zur Chipfläche des Feldeffekttransistors. Die Begrenzung der Überspannung ermöglicht es, Feldeffekttransistoren mit kleinerer Durchbruchsspannung zu verwenden. Diese weisen bei gleicher Chip-Fläche einen niedrigeren Einschaltwiderstand auf, so dass der Wirkungsgrad der Leistungselektronik gesteigert werden kann. Werden andererseits Feldeffekttransistoren mit kleiner Chip-Fläche eingesetzt, die den gleichen Einschaltwiderstand $R_{DS, on}$ wie ein größerer Feldeffekttransistor besitzen, ergibt sich eine Verkleinerung des Bauraums.

30 Vorzugsweise hängt die Soll-Anschlussspannung von der maximal zulässigen Anschlussspannung zwischen dem stromführenden Anschlüssen des Halbleiterschalters ab. Die Soll-Anschlussspannung ist daher so gewählt, dass sie größer ist als die Versorgungsspannung der leistungselektronischen Schaltung, jedoch um einen bestimmten Sicherheitsbetrag unterhalb der maximal zulässigen Anschlussspannung liegt. Ins-
35 besondere kann ein relativer Sicherheitsbereich bezüglich der maximal zulässigen Anschlussspannung definiert werden.

Die Steuereinheit kann eine Vergleicherschaltung aufweisen, um die Anschlussspannung mit der Soll-Anschlussspannung zu vergleichen und die Stromquelle abhängig von dem Ergebnis des Vergleichens anzusteuern.

Die Steuereinheit kann einen P-Regler aufweisen, um die Stromquelle anzusteuern, so dass eine Änderung des Steuerstromes proportional zur Differenz zwischen der Anschlussspannung und der Soll-Anschlussspannung ist. Dies stellt eine möglichst einfache Realisierung einer Steuereinheit gemäß der erfindungsgemäßen Ansteuerschaltung dar.

Die Soll-Anschlussspannung kann bei einem Ausschaltvorgang größer sein als die an dem Strompfad angelegte Betriebsspannung. Insbesondere ist die Soll-Anschlussspannung so gewählt, dass sie größer ist als die Betriebsspannung, jedoch kleiner ist als die maximal zulässige Anschlussspannung des Halbleiterschalters.

Die Stromquelle kann so ausgelegt sein, dass der Steuereingang des Halbleiterschalters über die Stromquelle auf ein Potential aufladbar ist, das niedriger ist als das niedrigste Potential des Strompfades, das durch die Betriebsspannung vorgegeben ist. Auf diese Weise kann eine negative Gate-Source-Spannung erreicht werden, durch die insbesondere ein vollständiges Sperren bzw. vollständiges Durchschalten des Halbleiterschalters - je nach Leitfähigkeitstyp des Halbleiterschalters - erreicht werden kann.

Vorzugsweise stellt die Steuereinheit bei einem Einschaltvorgang die Soll-Anschlussspannung zunächst auf einen ersten Sollwert und nach Ablauf einer Zeitdauer auf einen zweiten Sollwert ein, wobei der zweite Sollwert kleiner oder gleich einem niedrigen Betriebspotential bei einem selbstsperrenden Halbleiterschalter bzw. größer oder gleich einem hohen Betriebspotential bei einem selbstleitenden Halbleiterschalter

ist. Ein solcher zweistufiger Schaltvorgang ist sinnvoll, um die Überspannungen während des Einschaltvorgangs bestmöglich beeinflussen zu können. Dazu wird gemäß dem ersten Sollwert der Halbleiterschalter während der Zeitdauer vorzugsweise in seinem aktiven Betriebsbereich betrieben. Um die Durchlassverluste in dem Halbleiterschalter zu beschränken, muss nach Ablauf der Zeitdauer der zweite Sollwert als Soll-Anschlussspannung eingestellt werden um den Halbleiterschalter vollständig auf Durchlass zu schalten, so dass der Halbleiterschalter durch die hohen Durchlassverluste nicht zerstört wird. Würde zu Beginn des Einschaltvorgangs regelrecht der zweite Sollwert vorgegeben werden, d. h. der Einschaltvorgang nur durch Vorgabe einer Soll-Anschlussspannung, die je nach Leitfähigkeitstyp des verwendeten Halbleiterschalters - kleiner oder gleich einem niedrigen Betriebspotential bzw. größer oder gleich einem hohen Betriebspotential ist, würde die Steuereinheit versuchen, den Halbleiterschalter schnellstmöglich vollständig einzuschalten. Dies hätte zur Folge, dass die Kommutierungsspannung an den Induktivitäten und damit auch die Änderungsgeschwindigkeit des Stromes im Strompfad sehr groß würden, so dass der Schaltvorgang nahezu einem Schaltvorgang gemäß dem Stand der Technik entsprechen würde und die Spannung zwischen den stromführenden Anschlüssen stark ansteigen würde. Durch den zweistufigen Regelungsvorgang kann die Änderungsgeschwindigkeit des Stromes im Strompfad verringert werden, so dass Störemissionen reduziert werden.

Vorzugsweise ist ein Verzögerungselement vorgesehen, um die Zeitdauer beginnend mit dem Einschaltvorgang fest vorzugeben, wobei die Zeitdauer mindestens der Zeit entspricht, nach der der Einschaltvorgang in jedem Fall abgeschlossen ist. Dies ist notwendig, um sicher zu verhindern, dass die Regelung noch während des Kommutierungsvorgangs versucht, den Halbleiterschalter vollständig einzuschalten.

Alternativ kann eine Zeitsteuereinheit vorgesehen sein, um die Soll-Anschlussspannung abhängig von einem Strom und/oder Spannungsverlauf in dem Strompfad einzustellen.

- 5 Insbesondere ist es möglich, im Falle, dass ein Feldeffekttransistors als Halbleiterschalter vorgesehen ist, dass die Zeitdauer durch einen Kommutierungsbeginn und eine maximale Kommutierungsdauer nach dem Beginn des Einschaltvorgangs bestimmt ist, wobei der Kommutierungsbeginn dadurch bestimmt ist, dass die Steigung der Gate-Source-Spannung zwischen dem Gate-Anschluss und dem Source-Anschluss erstmalig nach dem Beginn des Einschaltvorgangs 0 wird. Bei dieser Ausführungsform wird für die Detektion des Kommutierungsbeginns die Tatsache ausgenutzt, dass sich die Ableitung der Gate-Source-Spannung nach dem Beginn des Einschaltvorgangs erstmals dem Wert 0 nähert, wenn die Kommutierung einsetzt.

- 20 Alternativ kann der Kommutierungsbeginn dadurch bestimmt sein, dass die Drain-Source-Spannung ein Schwellpotential unterschreitet, wobei das Schwellpotential zwischen einem maximalen Betriebspotential und der ersten Sollspannung liegt.

Gemäß einer weiteren Alternative kann der Kommutierungsbeginn dadurch bestimmt sein, dass der Steuerstrom erstmals nach dem Beginn des Einschaltvorgangs einen Schwellwert unterschreitet, wobei der Schwellwert zwischen 0V und einem Steuerstrom-Sollwert liegt.

- 30 Gemäß einer weiteren Ausführungsform kann der Halbleiterschalter auch als IGBT-Bauelement ausgebildet sein.

- 35 Gemäß einem weiteren Aspekt der vorliegenden Erfindung ist ein Verfahren zum Ansteuern einer leistungselektronischen Schaltung vorgesehen. Die leistungselektronische Schaltung weist einen Strompfad durch einen ladungsgesteuerten Halbleiterschalter und einer Leitung auf, wobei die Induktivität der Leitung und/oder in dem Strompfad geschaltete elektrische

Bauelemente beim Schalten des Halbleiterschalters zu einer Überspannung zwischen einem ersten und einem zweiten stromführenden Anschluss des Halbleiterschalters führt. Ein ladungsgesteuerter Steueranschluss des Halbleiterschalters wird mit einem Steuerstrom geladen bzw. entladen, wobei der Steuerstrom so gesteuert wird, dass bei einem Schaltvorgang die Anschlussspannung des Halbleiterschalters eine vorgegebene Soll-Anschlussspannung nicht übersteigt.

10 Bevorzugte Ausführungsformen der Erfindung werden im Folgenden anhand der beigefügten Zeichnungen näher erläutert. Es zeigen:

15 Figur 1 eine Ansteuerschaltung in einer leistungselektronischen Schaltung gemäß dem Stand der Technik;

Figur 2 ein Ersatzschaltbild einer vereinfachten Ansteuerschaltung gemäß dem Stand der Technik;

Figur 3 ein Blockschaltbild einer erfindungsgemäßen Ansteuerschaltung gemäß einer ersten Ausführungsform;

20 Figur 4 ein Diagramm zur Darstellung des Verlaufs der Soll-Anschlussspannung während eines Abschaltvorgangs;

Figur 5 eine Darstellung des Verlaufs der Soll-Anschlussspannung während eines Einschaltvorgangs; und

Figur 6 ein Blockschaltbild zur Generierung eines Umschaltsignals zum Bestimmen der Zeitdauer zum Umschalten zwischen dem ersten Sollwert und dem zweiten Sollwert bei einem Einschaltvorgang.

30 In Figur 1 ist ein leistungselektronisches Stellglied dargestellt, das einen spannungsgesteuerten Halbleiterschalter, insbesondere einen MOSFET oder einen IGBT aufweist und als Grundansteuerschaltung für verschiedene leistungselektronische Schaltungen, wie z. B. Gleichstromsteller, Pulswechselrichter, usw. dient. In Figur 1 ist ein über ein Halbleiterschalter 1 zu schaltender Strompfad dargestellt, der eine induktive Last L_A aufweist. Parallel zur induktiven Last L_A ist eine Freilaufdiode D_A geschaltet. Weiterhin weist die Anord-

35

nung einen Zwischenkreiskondensator C_{zk} auf. Die Leitungen des Strompfades zwischen den Bauelementen weisen parasitäre Leitungsinduktivitäten L_{K1} , L_{K2} , L_{K3} , L_{K4} auf. Als Halbleiterschalter kann beispielsweise ein MOSFET verwendet werden. Im
5 dargestellten Ausführungsbeispiel handelt es sich um einen selbstsperrenden N-Kanal-MOSFET 1. Es ist auch möglich als Halbleiterschalter einen IGBT oder andere Halbleiterbauelemente vorzusehen, um den Schaltvorgang des leistungselektronischen Stellgliedes durchzuführen.

10 Nachfolgend wird die Erfindung ausgehend von einem leistungselektronischen Stellglied mit dem N-Kanal-MOSFET-Transistor 1 beschrieben.

15 Um mit Hilfe des MOSFETs 1 den Schaltvorgang durchzuführen muss der MOSFET vom leitenden in den sperrenden bzw. vom sperrenden in den leitenden Zustand überführt werden. Dazu muss dessen Gate-Source-Kapazität entladen bzw. aufgeladen werden. Für einen möglichst schnellen Übergang, d. h. im Be-
20 reich von üblicherweise einigen 100 ns, ist daher ein vergleichsweise großer Umladestrom von üblicherweise 0,5 bis 4 A erforderlich. Dieser Umladestrom wird nach dem Stand der Technik von speziellen Treiberschaltungen zur Verfügung gestellt.

In Figur 2 ist ein vereinfachtes Ersatzschaltbild einer solchen Treiberschaltung gemäß dem Stand der Technik dargestellt, die eine ideale Spannungsquelle U_{anst} und Gate-
Vorwiderstände $R_{v,1}$, $R_{v,2}$ aufweist. Mit Hilfe eines Schaltbefehls V_x wird der MOSFET ein- bzw. ausgeschaltet. Über die
30 Wahl der Gate-Vorwiderstände $R_{v,1}$ bzw. $R_{v,2}$ kann die Höhe des Ansteuerstroms in den Gate-Anschluss verändert und damit die Schaltgeschwindigkeit des Leistungshalbleiters beeinflusst werden. Zusätzlich kann über eine Diodenschaltung mit einer
35 Diode D_v , die in Serie zu dem zweiten Gate-Vorwiderstand $R_{v,2}$ geschaltet ist, dafür gesorgt werden, dass der beim Aufladen wirksame Gate-Vorwiderstand einen größeren Wert aufweist, als

- derjenige beim Entladen der Gate-Source-Kapazität. Aufgrund des größeren Gate-Stroms läuft daher der Abschaltvorgang schneller als der Einschaltvorgang ab. Durch eine geeignete Dimensionierung der Spannungsquelle U_{anst} sowie der Gate-
- 5 Vorwiderstände $R_{v,1}$, $R_{v,2}$ lässt sich die Geschwindigkeit des Ein- und Ausschaltvorgangs des MOSFETs einstellen. So kann beispielsweise durch eine langsamere Aufladung bzw. Entladung der Gate-Source-Kapazität eine geringere Änderungsgeschwindigkeit des Drain-Stromes di_D/dt durch den MOSFET erreicht
- 10 werden, um so unerwünschte Effekte, wie eine schädlich hohe Überspannung zwischen dem Drain- und Source-Anschluss aufgrund der parasitären Induktivitäten, Störemissionen und Diodenrückströme zu verringern.
- 15 Andererseits ist bei einer Verlangsamung des Aus- bzw. Einschaltvorgangs der MOSFET länger in einem aktiven Betriebszustand, wobei eine hohe Schaltverlustleistung in dem MOSFET erzeugt wird.
- 20 In Figur 3 ist ein Blockschaltbild einer erfindungsgemäßen Ansteuerschaltung dargestellt. Diese Schaltung umfasst einen Sollwertgenerator 10, der aus dem logischen Schaltsignal V_x , das einen Einschaltzustand oder Ausschaltzustand für den zu schaltenden Strompfad angibt, eine gewünschte Soll-
- 25 Anschlussspannung für die Drain-Source-Spannung U_{DS} des MOSFETs 11 generiert. Weiterhin ist eine Regelungseinheit 12 vorgesehen, die einen Proportional-Regler umfasst. Der Regelungseinheit 12 wird die von dem Sollwert-Generator 10 generierte Soll-Anschlussspannung $U_{DS,soll}$ und die momentane Ist-
- 30 Anschlussspannung $U_{DS,ist}$, das ist die Drain-Source-Spannung U_{DS} , zugeführt. Die Differenz zwischen diesen beiden Größen stellt die Eingangsgröße für die Regelungseinrichtung 12 dar.
- 35 Die Regelungseinrichtung 12 ist mit einem Ausgang und einer steuerbaren Stromquelle 13 verbunden, die mit dem Gate-Anschluss des MOSFETs verbunden ist. Abhängig von der Ansteuerung durch die Regelungseinrichtung 12 stellt die gesteuerte

Stromquelle einen Lade- bzw. Entladestrom für die Gate-Source-Kapazität des MOSFETs 11 ein. Bei einem Proportionalregler ist die Abhängigkeit zwischen der Eingangsgröße und der Ausgangsgröße in der Regel durch einen proportionalen Zusammenhang, beispielsweise durch den Faktor $-K$, bestimmt.

Der Gate-Strom, der durch die gesteuerte Stromquelle 13 generiert wird, bestimmt dann mittelbar die Änderungsgeschwindigkeit di_D/dt des Drain-Stroms. Übersteigt die Ist-

Anschlussspannung $U_{DS,ist}$ die vorgegebene Soll-Anschlussspannung $U_{DS,soll}$ bewirkt die Regelungseinrichtung 12 dass der Gate-Strom und damit auch die Änderungsgeschwindigkeit di_D/dt des Drain-Stroms reduziert wird. Dies erfolgt jedoch nur in den Zeitabschnitten der Schaltvorgänge, in denen die Drain-Source-Spannung U_{DS} ohne Eingriff der Regelung über die vorgegebene Soll-Anschlussspannung ansteigen würde. Während der übrigen Zeitabschnitte der Schaltvorgänge ist die Regelungseinrichtung 12 so geschaltet, dass sie keine unnötige Reduktion des Gate-Stroms und damit der Änderungsgeschwindigkeit di_D/dt des Drain-Stroms vornimmt. Somit erhöhen sich die Schaltverluste durch den Einsatz der Regelung nur in dem Maße, wie es zur Reduktion der Überspannungen bzw. zur Beeinflussung des Schaltverhaltens notwendig ist.

Durch eine solche Ansteuerung kann ein Kompromiss zwischen den Schaltverlusten einerseits und den bei den Schaltvorgängen entstehenden Überspannungen sowie Störemissionen andererseits erzielt werden. Durch Vorgabe der Soll-Anschlussspannung $U_{DS,soll}$ wird die Änderungsgeschwindigkeit di_D/dt gerade so groß gewählt, dass die vorgegebenen Grenzen für die Überspannungen bzw. Störemissionen eingehalten werden können.

Durch die erfindungsgemäße Ansteuerschaltung können während der Schaltvorgänge in der leistungselektronischen Schaltung die Drain-Source-Spannung U_{DS} des MOSFETs begrenzt werden und die Kommutierungsspannung direkt vorgegeben werden. Damit

kann die Spannungsfestigkeit der eingesetzten Leistungs-MOSFETs optimal ausgenutzt werden und die bei einer nicht geregelten Ansteuerung im Betrieb auftretenden Schwingungen und die damit zusammenhängenden Störemissionen erheblich verringert werden. Dies resultiert daraus, dass durch die Begrenzung der Überspannung die angeregte Oszillation eine kleinere Anfangsamplitude aufweist und somit schneller abklingt. Dies führt zu geringeren elektromagnetischen Störemissionen, so dass Filter und Schirmungsmaßnahmen weniger aufwändig und damit kostengünstiger realisiert werden können.

Darüber hinaus nimmt bei Verwendung des Leistungs-MOSFETs der Einschaltwiderstand $R_{DS,on}$ überproportional mit der maximalen Sperrspannung zu und verhält sich umgekehrt proportional zur Chip-Fläche des MOSFETs. Die Begrenzung der Überspannung ermöglicht den Einsatz von MOSFETs mit kleinerer Durchbruchspannung. Diese weisen bei gleicher Chip-Fläche einen niedrigeren Einschaltwiderstand $R_{DS,on}$ auf, so dass der Wirkungsgrad der Leistungselektronik gesteigert werden kann. Werden andererseits MOSFETs mit kleinerer Baugröße eingesetzt, die aber trotzdem noch den gleichen Einschaltwiderstand wie ein größerer MOSFET besitzen, ergibt sich eine Kosten- und Bauraumreduktion.

Die Änderungsgeschwindigkeit di_D/dt des Drain-Stroms während eines Schaltvorgangs ergibt sich mit der Zwischenkreisspannung U_{ZK} aus nachfolgender Beziehung:

$$\frac{di_D}{dt} = \frac{U_{ZK} - u_{DS}}{\sum_V L_{KV}}.$$

Da die Größe L_{KV} aller im Strompfad vorhandenen parasitären Induktivitäten nicht exakt bekannt ist, kann mit der Regelung der erfindungsgemäßen Ansteuerschaltung die Änderungsgeschwindigkeit des Drain-Stroms di_D/dt nicht direkt vorgegeben werden, da die Regelung die Ist-Anschlussspannung auf eine vorgegebene Soll-Anschlussspannung einstellt.

Je nach Schaltvorgang müssen unterschiedliche Werte der Soll-Anschlussspannung $U_{DS,soll}$ vorgegeben werden. Bei einem Abschaltvorgang ergibt sich eine negative Änderungsgeschwindigkeit di_D/dt des Drain-Stroms, wobei der Drain-Strom bis auf 0A reduziert wird. Um diese negative Stromänderungsgeschwindigkeit einstellen zu können, muss die Spannungsdifferenz $U_{ZK} - U_{DS}$ ebenfalls negativ sein. Somit muss während eines Abschaltvorgangs die Soll-Anschlussspannung $U_{DS,soll}$ für die Drain-/Source-Spannung vorgegeben werden, welche größer ist als die Zwischenkreisspannung U_{ZK} . Je größer die Soll-Anschlussspannung $U_{DS,soll}$ desto größer wird der Spannungsabfall an den parasitären Induktivitäten während des Schaltvorgangs und damit die Änderungsgeschwindigkeit di_D/dt des Drain-Stroms.

In Figur 4 ist der sich ergebene Verlauf der vorgegebenen Soll-Anschlussspannung $U_{DS,soll}$ aufgetragen. Man erkennt, dass im eingeschalteten Zustand des MOSFET 11 eine konstante Soll-Anschlussspannung kleiner 0 vorgegeben wird. Damit ist sichergestellt, dass die Gate-Source-Kapazität auf die maximal mögliche Spannung aufgeladen wird und der MOSFET 11 vollständig eingeschaltet ist. Die maximal mögliche Spannung ergibt sich aus der Auslegung der gesteuerten Stromquelle und entspricht in der Regel in etwa der positiven Versorgungsspannung der gesteuerten Stromquelle 13.

Soll der MOSFET gemäß eines an einem Eingang des Sollwertgenerators 10 bereitgestellten Schaltsignals V_x abgeschaltet werden, wird als Wert für die Soll-Anschlussspannung ein Wert gewählt, der entsprechend der Belastbarkeit des MOSFETs 11 vorgegeben wird. Die Soll-Anschlussspannung $U_{DS,soll}$ ist kleiner als die Durchbruchspannung des MOSFETs 11 zu wählen, um eine Zerstörung des MOSFETs 11 durch einen Spannungsdurchbruch zu verhindern. Die Regelungseinrichtung 12 gibt den Gate-Strom i_G dann so vor, dass die Anschlussspannung U_{DS} am MOSFET 11 die Soll-Anschlussspannung erreicht aber im Wesent-

lichen nicht übersteigt. Die während des Abschaltvorgangs an der gesamten Kommutierungsinduktivität L_{KV} abfallende Spannung wird von der Regelungseinrichtung somit auf die Soll-Anschlussspannung $U_{zk} - U_{DS,max}$ eingestellt. Daraus ergibt sich
5 entsprechend oben angegebener Beziehung die Änderungsgeschwindigkeit di_D/dt des Drain-Stroms.

Sobald der Diodenstrom durch die Freilaufdiode D_A seinen Endwert I_A und der Drain-Strom i_D den Wert 0 erreicht hat, und
10 somit die Kommutierung beendet ist, fällt an den Induktivitäten L_{K1} bis L_{K4} , L_A keine nennenswerte Spannung mehr ab. Die Anschlussspannung über dem MOSFET 11 entspricht dann im ausgeschalteten Zustand der Zwischenkreisspannung U_{zk} . Die Regelungseinrichtung 12 versucht jedoch weiterhin, die Anschluss-
15 spannung U_{DS} auf den vorgegebenen Sollwert von $U_{DS,max}$ zu halten und stellt demzufolge einen negativen Gate-Strom i_g ein, wodurch die Gate-Source-Kapazität weiter entladen wird. Durch das Beibehalten des Anlegens der Soll-Anschlussspannung $U_{DS,soll}$ nach Abschluss der Kommutierung wird also erreicht,
20 dass die Regelungseinrichtung die Gate-Source-Kapazität bis auf die minimale Spannung entlädt, die durch die negative Versorgungsspannung der gesteuerten Stromquelle 13 vorgegeben ist. Somit ist sichergestellt, dass der MOSFET 11 aufgrund von Störeinkopplungen im Ansteuerkreis nicht unbeabsichtigt leitend wird.

Entsprechend dem Vorgehen beim Abschaltvorgang wird auch beim Einschaltvorgang durch die Wahl eines geeigneten Sollwertes für die Soll-Anschlussspannung $U_{DS,soll}$, die Kommutierungsspannung an den parasitären Induktivitäten vorgegeben. Figur 5
30 zeigt den Verlauf des Sollwertes $U_{DS,soll}$ bei einem Einschaltvorgang gemäß einer bevorzugten Ausführungsform der Erfindung.

35 Beim Einschalten ergibt sich eine positive Änderungsgeschwindigkeit di_D/dt des Drain-Stroms der von 0 auf I_A ansteigt. Um den Drain-Strom aufbauen zu können, muss die Spannungsdiffe-

renz zwischen der Zwischenkreisspannung U_{zk} und der Anschlussspannung U_{DS} des MOSFETs 11 positiv sein. Während eines Einschaltvorgangs ist daher ein Sollwert $U_{DS, komm}$ erforderlich, der kleiner als die Zwischenkreisspannung U_{zk} ist. Zum

5 Einschalten des MOSFETs 11 wird deshalb zunächst ein erster Sollwert $U_{DS, komm}$, die Kommutierungsspannung, vorgegeben, bei dem der MOSFET 11 in einem aktiven Betriebsbereich arbeitet. Sobald die Regelungseinrichtung 12 die Anschlussspannung U_{DS} auf diesen Wert eingestellt hat, fällt an den parasitären In-

10 duktivitäten die Differenzspannung zwischen der Zwischenkreisspannung U_{zk} und der Kommutierungsspannung $U_{DS, komm}$ ab, wodurch die Änderungsgeschwindigkeit di_D/dt des Drain-Stroms bestimmt ist.

15 Nach dem Abschluss des Kommutierungsvorgangs muss der MOSFET 11 möglichst schnell vollständig eingeschaltet werden, indem als Soll-Anschlussspannung $U_{DS, min}$ kleiner gleich 0 vorgegeben wird. Dies ist notwendig, da während des Kommutierungsvorgangs der MOSFET im aktiven Arbeitsbereich arbeitet, bei dem

20 sehr hohe Durchlassverluste im MOSFET entstehen, die bereits nach kurzer Zeit zu dessen Zerstörung führen können. Die Regelungseinrichtung 12 wird also nach Beenden des Kommutierungsvorgangs die Soll-Anschlussspannung $U_{DS, soll}$ auf den Minimumwert der Anschlussspannung $U_{DS, min}$ einstellen. Das Einstellen von negativen Soll-Anschlussspannungen $U_{DS, soll}$ kann von der Regelung zwar nicht erreicht werden, somit wird jedoch sichergestellt, dass die Gate-Source-Kapazität auf die maximal mögliche Spannung, die der positiven Versorgungsspannung der gesteuerten Stromquelle 13 entspricht, aufgeladen wird

30 und der MOSFET 11 somit vollständig eingeschaltet ist.

Würde zu Beginn des Einschaltvorgangs die Soll-Anschlussspannung unmittelbar auf die Minimum-Anschlussspannung $U_{DS, min}$ eingestellt werden, und der Zeitabschnitt, in dem der MOSFET 11

35 in dem aktiven Arbeitsbereich betrieben wird ausgelassen, würde die Regelungseinrichtung 12 versuchen, den MOSFET 11 schnellstmöglich vollständig einzuschalten. Dies hätte zur

Folge, dass die Kommutierungsspannung $U_{zk} - U_{Ds}$ an den Induktivitäten und damit auch die Änderungsgeschwindigkeit di_D/dt des Drain-Stroms sehr groß werden, so dass der Schaltvorgang nahezu dem bei Ansteuerung nach dem Stand der Technik entsprechend würde. In diesem Fall wäre eine Reduzierung der Störemission nicht erreichbar.

Um den Einschaltvorgang zweistufig durchzuführen, steht die Regelungseinrichtung 12 mit dem Sollwertgenerator 10 in Verbindung, so dass die Regelungseinrichtung 12 den Zeitpunkt des Wechsels der Vorgabe des ersten Sollwertes zur Vorgabe des zweiten Sollwertes vorgeben kann. Das Einstellen der Soll-Anschlussspannung $U_{Ds,soll}$ auf die Kommutierungsspannung $U_{Ds,komm}$ wird durch die fallende Flanke des Schaltbefehls V_x der überlagerten Regelung aktiviert. Der Schaltbefehl V_x gibt an, dass der Strompfad eingeschaltet oder ausgeschaltet werden soll. Der Zeitpunkt, zu dem die Soll-Anschlussspannung auf die Minimum-Anschlussspannung $U_{Ds,min}$ eingestellt wird, wird durch ein weiteres Umschaltsignal V_x' vorgegeben, dass im Sollwert-Generator 10 erzeugt wird.

Das weitere Umschaltsignal V_x' kann zum einen zeitverzögert aus dem Schaltsignal V_x erzeugt werden, indem die Zeitdauer so groß gewählt wird, dass nach ihrem Ablauf der Einschaltvorgang auf jeden Fall abgeschlossen ist. Dies ist notwendig, um sicher zu verhindern, dass die Regelung der Anschlussspannung U_{Ds} noch während des Kommutierungsvorgangs versucht, den MOSFET 11 vollständig einzuschalten. Alternativ dazu kann das Umschaltsignal V_x' aus Signalen abgeleitet werden, welche in der Ansteuerschaltung ohnehin zur Verfügung stehen. Hierfür kommen die Anschlussspannung U_{Ds} , die Gate-Source-Spannung U_{Gs} oder der Gate-Strom-Sollwert $i_{G,soll}$ in Frage.

Die zeitverzögerte Erzeugung des weiteren Umschaltsignals V_x' aus dem Schaltsignal V_x kann beispielsweise mit einem RC-Glied und anschließendem Schmitt-Trigger oder ähnlichen realisiert werden. Der Nachteil hierbei ist, dass die Verzöge-

rungszeit mindestens so groß wie die längste auftretende Kommutierungsdauer sein muss. Bei Schaltvorgängen, die kürzere Kommutierungszeiten aufweisen, treten dann unnötig hohe Einschaltverluste auf, da der MOSFET länger als notwendig im aktiven Zustand gehalten wird. Im Idealfall müsste das Umschaltsignal V_x' genau das Ende des Kommutierungsvorgangs signalisieren. Das Ende des Kommutierungsvorgangs ist jedoch aus dem Signalverläufen im Strompfad oder im Regelungskreis nicht zu ermitteln.

10

Aus den verfügbaren Signalverläufen lässt sich nur der Beginn der Kommutierung ausreichend genau ermitteln. Nach dem Beginn der Kommutierung muss somit auch bei der zweiten Variante die maximal für eine Kommutierung benötigte Zeit abgewartet werden, um sicher zu stellen, dass der MOSFET erst dann vollständig eingeschaltet wird, wenn die Kommutierung auf jeden Fall abgeschlossen ist.

15

Obwohl nur der Beginn der Kommutierung erkannt werden kann und obwohl wegen der dort fest eingestellten Verzögerungszeit die Einschaltverluste aufgrund des Betriebes des MOSFETs 11 im aktiven Arbeitsbereich über den Abschluss der Kommutierung hinaus erhöht sind, ist es durch die Bestimmung des Kommutierungsbeginns jedoch möglich, den Zeitpunkt des Schaltvorgangs der Soll-Anschlussspannung von der Kommutierungsspannung $U_{DS, \text{komm}}$ zur Minimum-Spannung $U_{DS, \text{min}}$ für jeden Betriebsbereich besser an das Ende der Kommutierung anzunähern. Veränderliche Parameter, wie beispielsweise die Aufladezeit, die benötigt wird, um die entladene Gate-Source-Kapazität bis zur Schwellenspannung des MOSFETs 11 aufzuladen und die sowohl von der Chip-Temperatur als auch von der Gate-Source-Kapazität abhängig ist, müssen nicht bei der Festlegung der Zeitdauer bis zum Anlegen des zweiten Sollwertes berücksichtigt werden. Diese Abhängigkeiten müssen bei der zeitverzögerten Erzeugung des Umschaltsignals V_x' bei der Bestimmung der Verzögerungszeit mit ihren jeweiligen Maximalwerten berücksichtigt werden, damit sichergestellt werden kann, dass der MOSFET 11

20

30

35

erst dann vollständig eingeschaltet wird, wenn die Kommutierung abgeschlossen ist. Wird dagegen der Beginn der Kommutierung als Basis zur Generierung des weiteren Umschaltsignals V_x' verwendet, muss die Aufladezeit der Gate-Source-Kapazität nicht berücksichtigt werden. Die so eingestellte Verzögerungszeit entspricht daher wesentlich genauer der tatsächlichen Kommutierungsdauer, so dass unnötig hohe Einschaltverluste vermieden werden.

10 In Figur 6 ist ein Blockschaltbild der Schaltung zur Erzeugung des weiteren Umschaltsignals V_x' aus einer der in dem Strompfad bzw. in der Ansteuerschaltung vorliegenden elektrischen Größen dargestellt. Es ist möglich, das Umschaltsignal V_x' aus der Gate-Source-Spannung U_{GS} , der Drain-Source-Spannung U_{DS} oder dem Gate-Strom-Sollwert $i_{G,soll}$ zu erzeugen. Die elektrische Größe, die zur Bestimmung des Kommutierungsbeginns verwendet wird, wird zunächst in einer Signalaufbereitungseinheit 20 aufbereitet, d. h. verstärkt, differenziert, gefiltert oder ähnliches und anschließend einem Komparator 21 zugeführt, dessen Schaltschwelle so festgelegt ist, dass er umschaltet, sobald der Kommutierungsbeginn im Eingangssignal erkennbar ist. Diese Schaltschwelle hängt von der verwendeten elektrischen Größe ab. Mit der steigenden Flanke des Ausgangssignals des Komparators 21, die den Beginn der Kommutierung anzeigt, wird das nachfolgende Flip-Flop 22 gesetzt. Je nach verwendeter elektrischer Größe nimmt ein Ausgangskomparator 21 nur für eine kurze Zeit den High-Pegel an, so dass die Speicherung des erfolgten Ergebnisses mit Hilfe des Flip-Flops 22 notwendig ist. Das durch ein Verzögerungsglied 23 um eine Zeitdauer verzögerte Ausgangssignal des Flip-Flops 22 ist im Prinzip schon das gewünschte Umschaltsignal V_x' . Da bei Anlegen eines Ausschaltbefehls das Schaltsignal V_x auf einen Low-Zustand übergeht, muss das Umschaltsignal V_x' ebenfalls den Low-Zustand annehmen. Dazu ist der Rücksetzeingang des Flip-Flops 22 mit dem Schaltsignal V_x verbunden. Das Flip-Flop 22 wird somit zurückgesetzt, sobald das Schaltsignal V_x auf einen Low-Zustand übergeht.

Aufgrund einer möglichen Fehlfunktion der Schaltung zur Detektion des Beginns der Kommutierung ist es denkbar, dass das Umschaltsignal V_x' nicht oder nicht rechtzeitig erzeugt wurde, und somit der MOSFET 11 nicht vollständig eingeschaltet wird. Er würde dann weiterhin im aktiven Arbeitsbereich betrieben und die dann entstehenden Durchlassverluste führten in Folge zu seiner Zerstörung. Aus diesem Grund ist die Schaltung zunächst mit einer reinen Zeitsteuerung, die durch das weitere Verzögerungselement 24 gebildet wird, versehen. Die Ausgangssignale an den Ausgängen der beiden Verzögerungselemente 23, 24 sind mit einem Oder-Gatter 25 verknüpft. Sobald nun der für die Detektion des Kommutierungsbeginns untere Signalpfad durch das Verzögerungselement 23 ausfällt, wird durch die zusätzliche Zeitsteuerung dafür gesorgt, dass der MOSFET 11 nach Ablauf der Zeitdauer vollständig eingeschaltet wird.

Es ist möglich, den Verlauf der Gate-Source-Spannung U_{GS} zu verwenden, um den Kommutierungsbeginn zu detektieren. Dabei wird die Tatsache ausgenutzt, dass die Ableitung der Gate-Source-Spannung nach dem Auftreten des Schaltbefehls V_x sich erstmals dem Wert 0 nähert, wenn die Kommutierung einsetzt. Die Ableitung der Gate-Source-Spannung kann durch ein Differenzierglied gebildet werden, wobei es sinnvoll ist, dem Differenzierglied einen Tiefpass nachzuschalten, um hochfrequente Störsignale herauszufiltern.

Nach dem Auftreten des Schaltbefehls V_x wird vom Sollwert-Generator 10 die Soll-Anschlussspannung $U_{DS,soll}$ auf die Kommutierungsspannung $U_{DS,komm}$ eingestellt, um ein Absinken der Drain-Source-Spannung U_{DS} einzuleiten. Sobald die Drain-Source-Spannung U_{DS} die Zwischenkreisspannung U_{ZK} unterschritten hat, fällt an den parasitären Induktivitäten eine positive Spannung ab und der Kommutierungsvorgang beginnt. Anhand des Verlaufs der Drain-Source-Spannung kann der Kommutierungsbeginn nun bestimmt werden. Dazu ist ein Komparator vor-

gesehen, der detektiert, wann die Drain-Source-Spannung U_{DS} zum ersten Mal nach Auftreten des Schaltbefehls V_x eine Schwellenspannung unterschreitet, die zwischen der auf die Kommutierungsspannung $U_{DS,komm}$ eingestellten Soll-

- 5 Anschlussspannung $U_{DS,soll}$ und der Zwischenkreisspannung U_{Zk} liegen muss.

Es kann ebenso vorgesehen sein, dass der Kommutierungsbeginn anhand des Verlaufs des Gate-Strom-Sollwertes $i_{G,soll}$ festge-

- 10 stellt wird. Dabei macht man sich zu nutze, dass die Drain-Source-Spannung U_{DS} nach dem Auftreten des Einschaltbefehls auf die mittels der Kommutierungsspannung $U_{DS,komm}$ eingestellte Soll-Anschlussspannung $U_{DS,soll}$ absinkt. Währenddessen verringert sich der Betrag der Regelabweichung von $U_{DS,komm} - U_{Zk}$ auf

- 15 0V, wenn U_{DS} den eingestellten Sollwert erreicht hat, so dass der Proportionalregler den Gate-Strom-Sollwert kontinuierlich bis auf 0 zurücknimmt. Mit Hilfe des Komparators 21 wird nun detektiert, zu welchem Zeitpunkt der Gate-Strom-Sollwert zum ersten Mal nach dem Auftreten des Schaltbefehls V_x eine

- 20 Schwellenspannung unterschreitet, die oberhalb von 0 und unterhalb des Gate-Strom-Sollwertes $I_{G,soll}$ liegen muss, welcher unmittelbar nach dem Auftreten des Schaltbefehls V_x von der Regeleinrichtung 12 ausgegeben wird.

Patentansprüche

1. Ansteuerschaltung zum Ansteuern einer leistungselektronischen Schaltung, die einen Strompfad durch einen Halbleiterschalter (1) und eine Leitung aufweist, wobei die Induktivität der Leitung und/oder eines Bauteils im Strompfad beim Schalten des Halbleiterschalters (1) zu einer Überspannung zwischen einem ersten und einem zweiten stromführenden Anschluss des Halbleiterschalters führt, dadurch gekennzeichnet, dass die Ansteuerschaltung eine steuerbare Stromquelle (13), um einen ladungsgesteuerten Steueranschluss des Halbleiterschalters (1) mit einem Steuerstrom zu laden bzw. zu entladen, und eine Steuereinheit (12) aufweist, wobei die Steuereinheit (12) die Stromquelle (13) so ansteuert, dass bei einem Schaltvorgang die Anschlussspannung über den stromführenden Anschlüssen des Halbleiterschalters (1) eine vorgegebene Soll-Anschlussspannung ($U_{DS,soll}$) nicht übersteigt.
2. Ansteuerschaltung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass die Soll-Anschlussspannung ($U_{DS,soll}$) von der maximal zulässigen Anschlussspannung zwischen den stromführenden Anschlüssen des Halbleiterschalters (1) abhängt.
3. Ansteuerschaltung nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, dass die Steuereinheit (12) eine Vergleicherschaltung aufweist, um die Anschlussspannung (U_{DS}) mit der Soll-Anschlussspannung ($U_{DS,soll}$) zu vergleichen und die Stromquelle (13) abhängig von dem Ergebnis des Vergleichens anzusteuern.

4. Ansteuerschaltung nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, dass die Steuereinheit (12) einen P-Regler aufweist, um die Stromquelle (13) so anzusteuern, dass eine Änderung des Steuerstromes proportional zur Differenz zwischen der Anschlussspannung (U_{DS}) und der Soll-Anschlussspannung ($U_{DS,soll}$) ist.

5. Ansteuerschaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 4, dadurch gekennzeichnet, dass die Soll-Anschlussspannung ($U_{DS,soll}$) bei einem Ausschaltvorgang oder einem Einschaltvorgang größer als die an dem Strompfad angelegte Betriebsspannung ist.

6. Ansteuerschaltung nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, dass der Steuereingang des Halbleiterschalters (1) über die Stromquelle (13) auf ein Potential aufladbar ist, das niedriger ist als das niedrigste Potential des Strompfades.

7. Ansteuerschaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 6, dadurch gekennzeichnet, dass die Steuereinheit (12) bei einem Einschaltvorgang die Soll-Anschlussspannung ($U_{DS,soll}$) zunächst auf einen ersten Sollwert eingestellt hat und nach Ablauf einer Zeitdauer auf einen zweiten Sollwert einstellt, wobei der zweite Sollwert kleiner oder gleich einem niedrigen Betriebspotential bei einem selbstsperrenden Halbleiterschalter (1) bzw. größer oder gleich einem hohen Betriebspotential bei einem selbstleitenden Halbleiterschalter (1) ist.

8. Ansteuerschaltung nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, dass der erste Sollwert so gewählt ist, dass der Halblei-

terschalter (1) in seinem aktiven Betriebsbereich arbeitet.

5 9. Ansteuerschaltung nach Anspruch 7 oder 8, dadurch gekennzeichnet, dass ein Verzögerungselement (24) vorgesehen ist, um die Zeitdauer beginnend mit dem Einschaltvorgang fest vorzugeben, wobei die Zeitdauer mindestens der Zeit entspricht, nach der der Einschaltvorgang auf jeden Fall abgeschlossen ist.

10 10. Ansteuerschaltung nach Anspruch 7 oder 8, dadurch gekennzeichnet, dass eine Zeitsteuereinheit vorgesehen ist, um die Soll-Anschlussspannung ($U_{DS,soll}$) abhängig von einem Strom- und/oder Spannungsverlauf in dem Strompfad einzustellen.

20 11. Ansteuerschaltung nach Anspruch 10, dadurch gekennzeichnet, dass der Halbleiterschalter (1) einen Feldeffekttransistor aufweist, wobei die Anschlussspannung eine Drain-Source-Spannung zwischen einem Drain-Anschluss (D) und einem Source-Anschluss (S) darstellt und der Steuereingang den Gate-Anschluss (G) darstellt.

25 12. Ansteuerschaltung nach Anspruch 11, dadurch gekennzeichnet, dass die Zeitdauer durch einen Kommutierungsbeginn und einer maximalen Kommutierungsdauer nach dem Beginn des Einschaltvorgangs bestimmt ist, wobei der Kommutierungsbeginn dadurch bestimmt ist, dass die Steigung der Gate-Source-Spannung (U_{GS}) zwischen dem Gate-Anschluss (G) und
30 dem Source-Anschluss (S) erstmals nach dem Beginn des Einschaltvorgangs 0 ist.

13. Ansteuerschaltung nach Anspruch 11, dadurch gekennzeichnet, dass die Zeitdauer durch einen Kommutierungsbeginn und einer maximalen Kommutierungsdauer nach dem Beginn des Einschaltvorgangs bestimmt ist, wobei der Kommutierungsbeginn dadurch bestimmt ist, dass die Drain-Source-Spannung (U_{DS}) ein Schwellpotential unterschreitet, wobei das Schwellpotential zwischen einem maximalen Betriebspotential und der ersten Soll-Spannung liegt.

14. Ansteuerschaltung nach Anspruch 11, dadurch gekennzeichnet, dass die Zeitdauer durch einen Kommutierungsbeginn und einer maximalen Kommutierungsdauer nach dem Beginn des Einschaltvorgangs bestimmt ist, wobei der Kommutierungsbeginn dadurch bestimmt ist, dass der Steuerstrom erstmals nach dem Beginn des Einschaltvorgangs einen Schwellwert unterschreitet, wobei der Schwellwert zwischen 0V und einem Steuerstrom-Sollwert liegt.

15. Ansteuerschaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 10, dadurch gekennzeichnet, dass der Halbleiterschalter ein IGBT-Bauelement aufweist.

16. Verfahren zum Ansteuern einer leistungselektronischen Schaltung, die einen Strompfad durch einen ladungsgesteuerten Halbleiterschalter (1) und eine Leitung aufweist, wobei die Induktivität der Leitung beim Schalten des Halbleiterschalters (1) zu einer Überspannung zwischen einem ersten und einem zweiten stromführenden Anschluss des Halbleiterschalters (1) führt, dadurch gekennzeichnet, dass ein Steueranschluss des Halbleiterschalters (1) mit einem Steuerstrom geladen bzw. entladen wird, wobei der Steuerstrom so gesteuert wird, dass bei einem Schaltvorgang die

Anschlussspannung (U_{DS}) des Halbleiterschalters (1) eine vorgegebene Soll-Anschlussspannung ($U_{DS,soll}$) nicht übersteigt.

Zusammenfassung

Ansteuerschaltung zum Ansteuern einer leistungselektronischen Schaltung sowie Verfahren hierzu

5

Die Erfindung betrifft eine Ansteuerschaltung zum Ansteuern
einer leistungselektronischen Schaltung, die einen Strompfad
durch einen Halbleiterschalter und eine Leitung aufweist, wo-
10 bei die Induktivität der Leitung und/oder eines Bauteils im
Strompfad beim Schalten des Halbleiterschalters zu einer Ü-
berspannung zwischen einem ersten und einem zweiten stromfüh-
renden Anschluss des Halbleiterschalters führt, wobei die An-
steuerschaltung eine steuerbare Stromquelle, um einen la-
15 dungsgeteuerten Steueranschluss des Halbleiterschalters mit
einem Steuerstrom zu laden bzw. zu entladen, und eine Steuer-
einheit aufweist, wobei die Steuereinheit die Stromquelle so
ansteuert, dass bei einem Schaltvorgang die Anschlussspannung
über den stromführenden Anschlüssen des Halbleiterschalters
20 eine vorgegebene Soll-Anschlussspannung nicht übersteigt.

(Figur 3)

Fig. 1

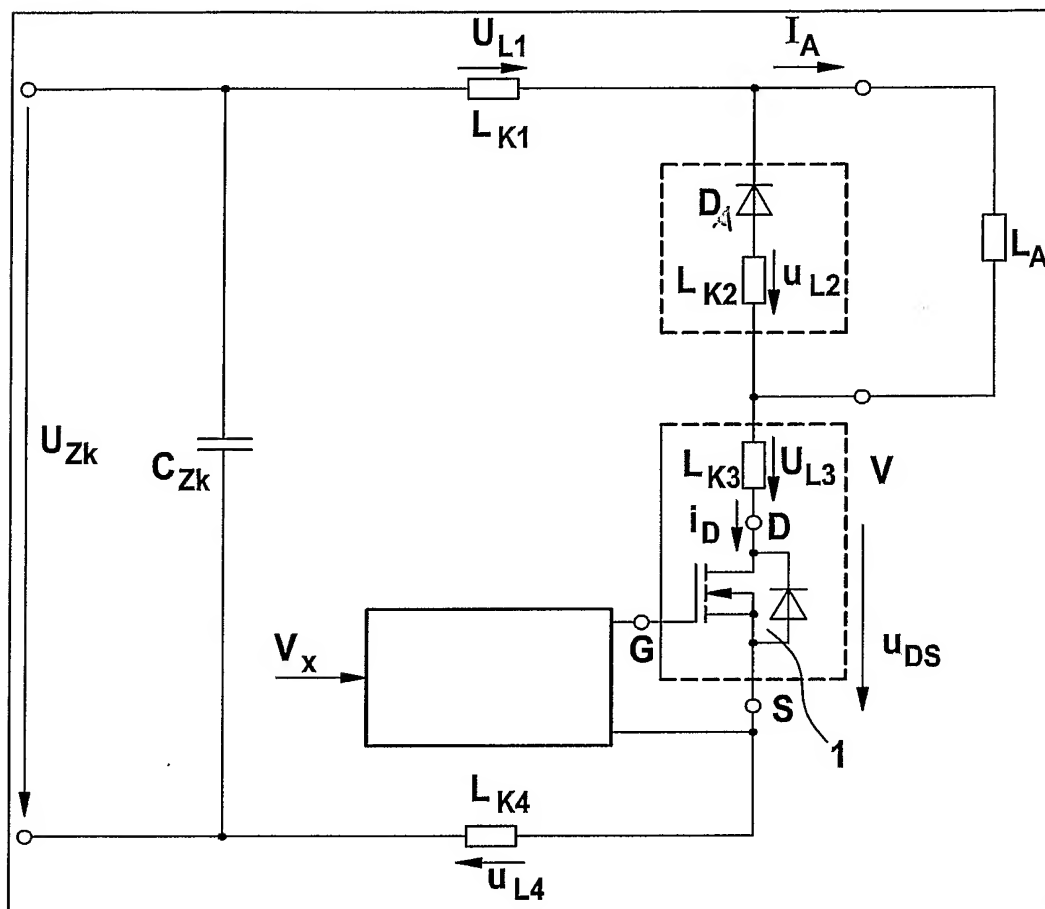


Fig. 2

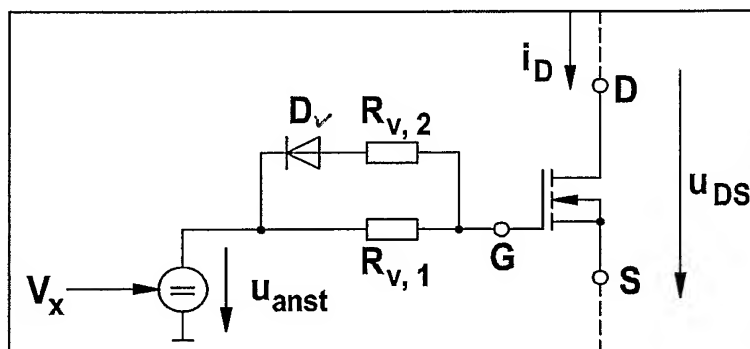


Fig. 3

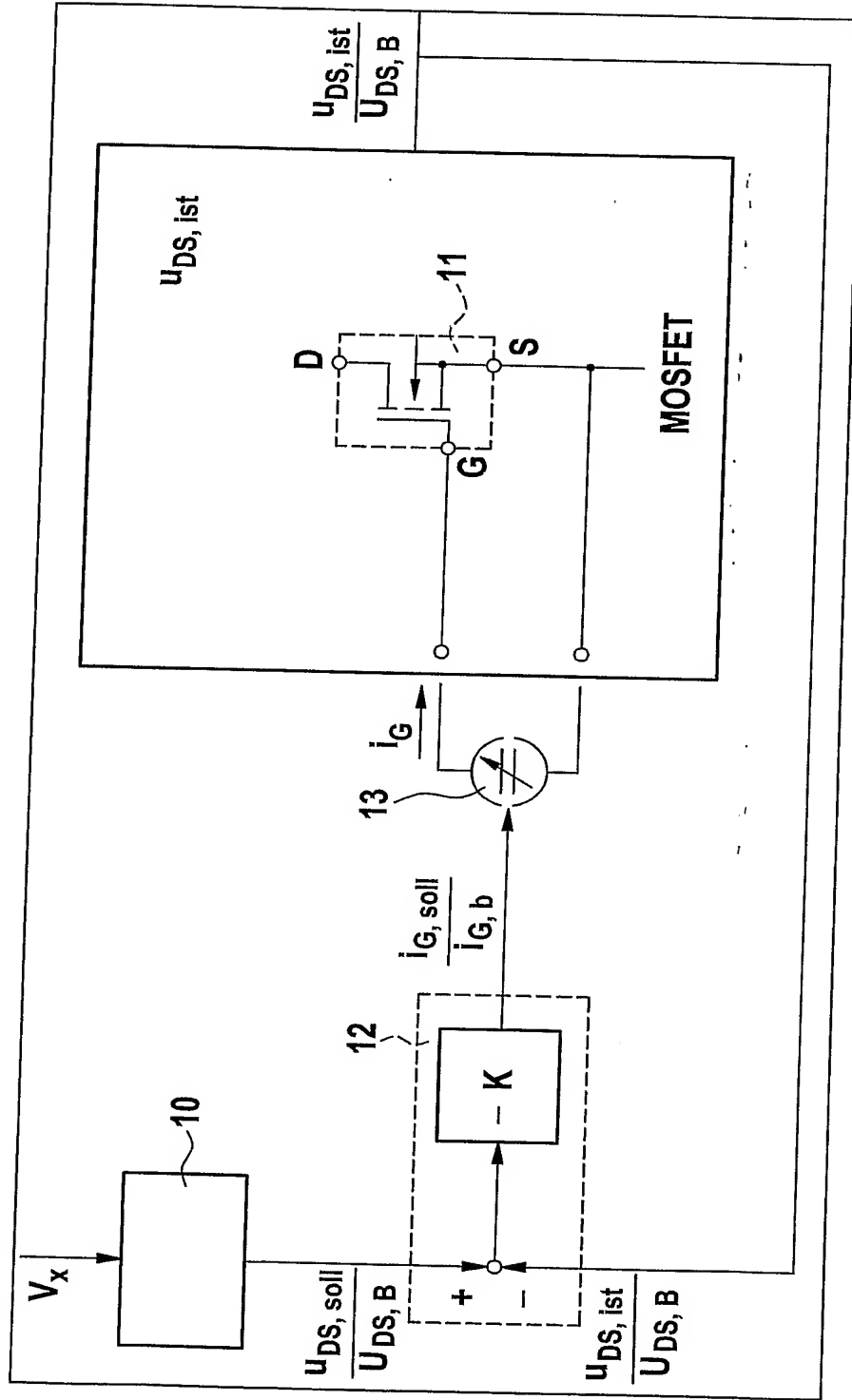


Fig. 4

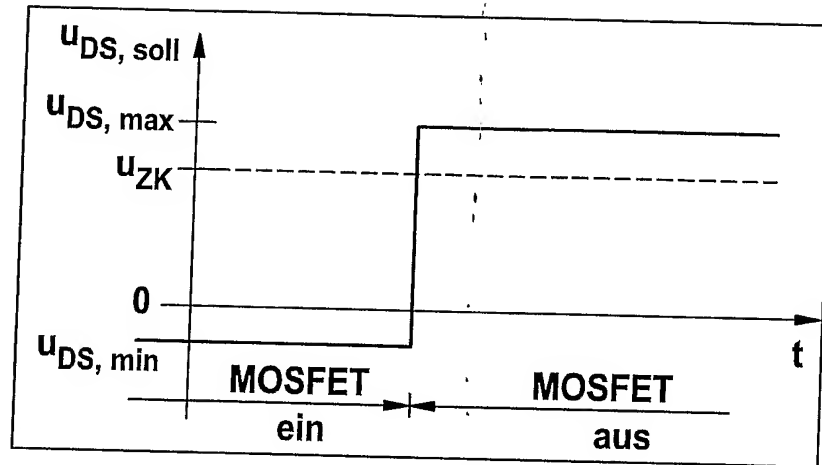


Fig. 5

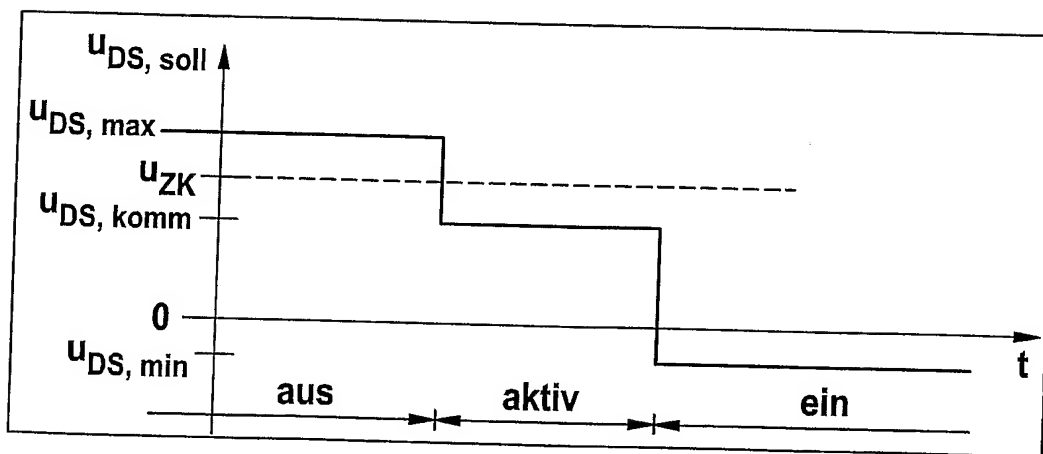


Fig. 6

